

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

11002 U.S. PTO
09/990515
11/21/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2000年11月24日

出願番号
Application Number:

特願2000-358189

出願人
Applicant(s):

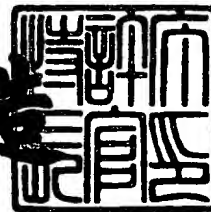
株式会社日本自動車部品総合研究所
株式会社デンソー

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年11月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3096229

【書類名】 特許願

【整理番号】 IP5190

【提出日】 平成12年11月24日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 7/00
H04J 11/00

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県西尾市下羽角町岩谷 1 4 番地 株式会社日本自動車部品総合研究所内

【氏名】 服部 敏弘

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県西尾市下羽角町岩谷 1 4 番地 株式会社日本自動車部品総合研究所内

【氏名】 盛田 英之

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

【氏名】 佐藤 龍哉

【特許出願人】

【識別番号】 000004695

【氏名又は名称】 株式会社日本自動車部品総合研究所

【特許出願人】

【識別番号】 000004260

【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

【識別番号】 100100022

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 洋二

【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

【識別番号】 100108198

【弁理士】

【氏名又は名称】 三浦 高広

【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

【識別番号】 100111578

【弁理士】

【氏名又は名称】 水野 史博

【電話番号】 052-565-9911

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 038287

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スペクトラム拡散受信機の相関検出器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、

前記受信信号を直交検波する直交検波手段（1 a、1 b）と、

前記直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（1 0）と、

前記逆拡散信号を定常的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段（6 0）と、

前記同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第 1 の平均手段（7 0 a、7 0 b）と、

前記第 1 の平均手段の出力の電力情報を求める第 1 の電力算出手段（8 0 a、8 0 b）と、

前記逆拡散信号の電力情報を前記所定期間に亘り算出する第 2 の電力算出手段（3 0 a、3 0 b）と、

前記第 2 の電力算出手段の出力を平均する第 2 の平均手段（5 0）と、

前記第 2 の平均手段の出力と前記第 1 の電力算出手段の出力とに応じて、前記相関出力を求める相関算出手段（1 0 0、1 1 0）と

を有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【請求項 2】 前記相関算出手段は、

前記第 2 の平均手段の出力と前記第 1 の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（1 0 0）と、

前記係数を乗算された前記一方と、前記第 2 の平均手段の出力と前記第 1 の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、前記相関出力を求める加算手段（1 1 0）と

を有することを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、スペクトラム拡散受信機の相関検出器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

従来、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いた通信方式では、基地局の送信時に、情報信号及びパイロット信号（既知信号）が、拡散コードによってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信されるようにしたものがある。拡散コードとしては、第1及び第2のチャネライゼーションコード（Channelization Code）とスクランブルコード（Scramble Code）とが採用されている。

【0 0 0 3】

ここで、情報信号は、第1のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードでスペクトラム拡散されている。また、パイロット信号は、第2のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードによってスペクトラム拡散されている。このように、基地局から送信される送信信号は、情報信号及びパイロット信号がコード多重化されていることになる。

【0 0 0 4】

スクランブルコードは、基地局毎に割り当てられ、第1のチャネライゼーションコードは、通信端末毎に毎に割り当てられている。そして、第2のチャネライゼーションコードとしては、その値が定常的に「1」となるコードが採用されているため、パイロット信号は、実質的に、スクランブルコードだけで、スペクトラム拡散されていることになる。そこで、通信端末は、受信信号のうち、スペクトラム拡散されたパイロット信号を利用してスクランブルコードを検出する。このスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調等の処理に用いられる。

【0 0 0 5】

以下、CDMA通信端末の受信機におけるスクランブルコードのコード検出について図5を参照して説明する。図5は受信機の部分回路構成を示す。

【0006】

図5において、受信した信号 R_x は、準同期検波回路1に入力される。この準同期検波回路1は、受信信号 R_x に対し乗算器1aにて $\cos(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛け、また、乗算器1bにて $-\sin(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛けて直交検波を行い、さらにローパスフィルタ(LPF)1c、1dで、高調波成分を除去することにより、準同期検波信号I、Qを出力する。そして、A/D変換器2aは、準同期検波信号Iをデジタル信号 I_D に変換し、A/D変換器2bは、準同期検波信号Qをデジタル信号 Q_D に変換する。デジタル信号 I_D 、 Q_D は、コード検出器3に入力される。

【0007】

コード検出器3は、スクランブルコードの候補 $\{C_{1i}, C_{1q} \dots C_{ni}, C_{nq} \text{ (nは自然数)}\}$ のうち、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出する。具体的には、コード検出器3は、相関検出器31、32、33...3n、及び、最大値判定器300を有し、相関検出器31、32、33...3nは、それぞれ、異なるコードと、デジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。例えば、相関検出器31は、コード C_{1i} 、 C_{1q} とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力し、相関検出器32は、コード C_{2i} 、 C_{2q} とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。そして、相関検出器32は、コード C_{ni} 、 C_{nq} とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。

【0008】

最大値判定器300は、予め、相関検出器31~3nで用いた各コード(C_{1i} 、 $C_{1q} \dots C_{ni}$ 、 C_{nq})を記憶している。最大値判定器300は、相関検出器31、32、33...3nの相関出力のうち最大値を求め、上記各コード(C_{1i} 、 $C_{1q} \dots C_{ni}$ 、 C_{nq})のうち、上記最大値に対応するコードの識別信号(コードの番号を示す)を出力する。これにより、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードが検出され、この検出されたスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調処理に用いられる。

【0009】

次に、相関検出器の詳細について説明する。ここで、相関検出器として、電力

型相関検出器と同相型相関検出器といった二種類の相関検出器が有り、先ず、電力型相関検出器について図 6 を参照して説明する。以下、コード（拡散符号）として、スクランブルコードの候補の 1 つであるコード（以下、コード C_i 、 C_q という）を採用した例について説明する。電力型相関検出器は、図 6 に示すように、逆拡散回路 1 0、ダウンサンプリング器（DOWN）2 0 a、2 0 b、二乗器 3 0 a、3 0 b、加算器 4 0、及び、平均回路 5 0 を有する。

【0 0 1 0】

逆拡散回路 1 0 は、デジタル信号 I_D 、 Q_D に、基地局での送信時と同位相で、コード C_i 、 C_q の複素共役信号を複素乗算する。即ち、乗算器 1 1、1 2、加算器 1 3 により、実数部信号 $I_S (= I \cdot C_i + Q \cdot C_q)$ を求めるとともに、乗算器 1 4、1 5、加算器 1 6 により、虚数部信号 $Q_S (= Q \cdot C_i - I \cdot C_q)$ を求める。そして、その他のチャネルと信号等の干渉雑音を除去するために、積分器 1 7、1 8 によって、それぞれ、1 シンボル長積分して、逆拡散信号 I_L 、 Q_L を得る。

【0 0 1 1】

ダウンサンプリング器 2 0 a は、逆拡散信号の実数部 I_L を 1 シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1 シンボル毎の実数部の積分値 I_W を得る。ダウンサンプリング器 2 0 b は、逆拡散信号の虚数部 Q_L を 1 シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1 シンボル毎の虚数部の積分値 Q_W を得る。但し、積分値 I_W 、 Q_W は、パイロット信号の復調信号に相当し、当該復調信号は、伝送路中のフェージング、ノイズ等の影響を受けている。また、二乗器 3 0 a は、実数部の積分値 I_W を順次二乗して二乗値 I_W^2 を求め、二乗器 3 0 b は、虚数部の積分値 Q_W を順次二乗して二乗値 Q_W^2 を求める。

【0 0 1 2】

加算器 4 0 は、二乗値 I_W^2 と二乗値 Q_W^2 とを順次加算して加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を求め、平均回路 5 0 は、所定シンボル数分の加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を平均しその平均値を相関出力として出力する。換言すれば、所定期間における積分値 I_W 、 Q_W の電力値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ が求られ、この求められた電力値の平均値が相関出力 HD として求められることになる。

【0013】

次に、同相型相関検出器の詳細について図7を参照して説明する。先ず、同相型相関検出器は、図7に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器(DOWN)20a、20b、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、及び、加算器90を有する。但し、図7に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、図6に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、各々、同一である。

【0014】

先ず、複素共役乗算器60には、ダウンサンプリング器20aの積分値IW、ダウンサンプリング器20bの積分値QW、及び、パイロット信号Dp、Dqが入力される。複素共役乗算器60は、積分値IW、QWに、パイロット信号Dp、Dqの複素共役信号を複素乗算する。すなわち、乗算器61、62、加算器63により、実数部信号IV ($= IW \cdot D_i + QW \cdot D_q$) を求めるとともに、乗算器64、65、加算器66により、虚数部信号QV ($= QW \cdot D_i - IW \cdot D_q$) を求める。なお、以下、実数部信号IV及び虚数部信号QVを、乗算信号IV、QVという。

【0015】

ここで、積分値IW、QWは、上述の如く、パイロット信号の復調信号に相当し、複素共役乗算器60は、積分値IW、QWに、パイロット信号Dp、Dqの複素共役信号を複素乗算することにより、1シンボル毎に同相となる乗算信号IV、QVを得ることになる。すなわち、複素共役乗算器60は、積分値IW、QW(或いは、逆拡散信号IL、QL)を、定常的に同一の位相となる乗算信号IV、QV(同相信号)に変換する変換手段の役割を果たす。具体的には、I/Q平面上にて、乗算信号IV、QVは、第1象限と第4象限との境界を成すI軸(実軸)軸上に位置することになる。但し、乗算信号IV、QVは、伝送路中のフェージング、ノイズ、位相変動等の影響を受けているため、乗算信号IV、QVは、シンボル毎に位相の「ばらつき」を有する。

【0016】

平均回路70aは、所定シンボル数分の乗算信号IVを平均し平均値IXを求

め、平均回路 7 0 b は、所定シンボル数分の乗算信号 $Q V$ を平均し平均値 $Q X$ を求める。このことにより、平均回路 7 0 a、7 0 b は、乗算信号 $I V$ 、 $Q V$ を所定期間に亘りベクトル平均することになる。換言すれば、平均回路 7 0 a、7 0 b は、複素共役乗算器 6 0 とともに、逆拡散信号 $I L$ 、 $Q L$ （或いは、積分値 $I W$ 、 $Q W$ ）を、同相で、所定期間に亘りベクトル平均することになる。さらに、二乗器 8 0 a は、平均値 $I X$ を二乗して二乗値 $I X^2$ を求め、二乗器 3 0 b は、平均値 $Q X$ を二乗して二乗値 $Q X^2$ を求める。加算器 9 0 は、二乗値 $I X^2$ と二乗値 $Q X^2$ とを加算して加算値 $(I X^2 + Q X^2)$ を相関出力として出力する。

【0017】

ここで、ノイズの位相はランダムに現れるため、上述の如く、平均回路 7 0 a、7 0 b によって、乗算信号 $I V$ 、 $Q V$ を所定期間に亘りベクトル平均することにより、所定期間における乗算信号 $I V$ 、 $Q V$ のうち、ノイズ成分を相殺することができる。従って、同相型相関検出器の相関出力のうちノイズ成分を取り除き、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えうる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、CDMA 通信端末においては、電源 ON 直後に、その発振器の発振周波数と基地局の発振器の発振周波数との同期タイミングを検出する同期検出回路が採用され、発振器は、上記同期タイミングに基づき発振する。発振器は、寒暖差（温度変化）等の環境変化等によって、周波数変動を起こすため、CDMA 通信端末では、上記周波数変動を抑制するように発振器を制御する AFC 回路（自動周波数制御回路）が採用されている。

【0019】

すなわち、CDMA 通信端末では、電源 ON 直後に、同期検出回路が作動し、その後、AFC 回路が作動を開始し、発振器の発振に基づいて各種処理が行われる。しかし、CDMA 通信端末において、同期検出回路の作動開始後で、且つ、AFC 回路の作動開始前に、上述したスクランブルコードの検出処理を行う場合、相関検出器は、周波数変動に関わらず、相関出力の精度を所定以上に保つ必要がある。

【0020】

ここで、同相型相関検出器では、複素共役乗算器60は、上述の如く、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWを、1シンボル毎に、同相になるように位相回転するものの、周波数変動によって、積分値IW、QWがそのシンボル毎に位相変動を生じるとき、乗算信号IV、QVは、1シンボル毎に、同相にならず、位相の「ばらつき」が生じることになる。このような乗算信号IV、QVを、所定シンボル数分、ベクトル平均すると、mシンボル目の乗算信号IV、QVと、nシンボル目の乗算信号IV、QVとが打ち消され、相関出力($IX^2 + QX^2$)が、その真の相関出力に比べて、極めて小さくなって、零に近い値になり得る。すなわち、同相型相関検出器では、周波数変動によって、相関出力の精度が極めて劣化することがある。

【0021】

これに対して、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。ここで、相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値($IW^2 + QW^2$)の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。しかし、電力型相関検出器では、積分値IW、QWのうちノイズ成分を含んだ状態で、電力値($IW^2 + QW^2$)、ひいては、相関出力HDが求められるため、ノイズ成分が大きいときには、相関出力の精度が劣化することがある。

【0022】

本発明は、上記点に鑑み、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れたスペクトラム拡散受信機の相関検出器を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明においては、受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、受信信号を直交検波する直交検波手段(1a、1b)と、直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段(

10) と、逆拡散信号を定常的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段 (60) と、同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段 (70 a、70 b) と、第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段 (80 a、80 b) と、逆拡散信号の電力情報を所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段 (30 a、30 b) と、第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段 (50) と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とに応じて相関出力を求める相関算出手段 (100、110) とを有することを特徴とする。

【0024】

ここで、同相信号にノイズが含まれるとき、第1の平均手段によって、ノイズを有する同相信号を、所定期間に亘りベクトル平均すると、同相信号のノイズが相殺されるため、ノイズによる第1平均手段の出力精度の劣化、ひいては、ノイズによる第1の電力算出手段の電力情報の精度の劣化を抑えうる。さらに、周波数変動によって、逆拡散信号の位相は変動するものの、逆拡散信号の振幅は変動しないため、周波数変動による第2の電力算出手段の出力の精度の劣化を抑えうるため、周波数変動による第2の平均手段の出力の精度の劣化を抑えることができる。このような第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力との双方に応じて、相関出力を求めるため、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れた相関出力を得ることができる。

【0025】

具体的には、請求項2に記載の発明のように、相関算出手段は、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段 (100) と、係数を乗算された前記一方と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、相関出力を求める加算手段 (110) とを有するようにしてもよい。

【0026】

因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する一実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

【0027】

【発明の実施の形態】

図 1 に、本発明に係る CDMA 通信端末の受信機の複合型相関検出器の一実施形態を示す。図 1 は、CDMA 通信端末の受信機の複合型相関検出器の回路構成を示す。図 1 に示すように、複合型相関検出器は、両逆拡散回路 10、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20 a、20 b、二乗器 30 a、30 b、加算器 40、平均回路 50、複素共役乗算器 60、平均回路 70 a、70 b、二乗器 80 a、80 b、加算器 90、係数乗算器 100、及び、加算器 110 を有する。但し、図 1 中、図 4 に示す同一符号のものは、同一物を示し、図 1 中、図 5 に示す同一符号のものは、同一物を示す。このように、本実施形態の複合型相関検出器は、電力型相関検出器と同相型検出器とを組み合わせた構成になっている。

【0028】

先ず、係数乗算器 100 には、同相型相関検出器の加算器 90 からの相関出力 ($I X^2 + Q X^2$) が入力される。係数乗算器 100 は、加算器 90 からの相関出力 ($I X^2 + Q X^2$) に係数 K を乗算し乗算結果 $\{K \cdot (I X^2 + Q X^2)\}$ を求める。加算器 110 には、係数乗算器 100 の乗算結果 $\{K \cdot (I X^2 + Q X^2)\}$ と、電力型相関検出器の平均回路 50 からの相関出力 HD とが入力されて、加算器 110 は、乗算結果 $\{K \cdot (I X^2 + Q X^2)\}$ と平均回路 50 からの相関出力 HD とを加算して複合型相関出力を求める。

【0029】

ここで、同相型相関検出器では、上述の如く、乗算信号 I V、Q V を所定期間に亘りベクトル平均すると、所定期間における乗算信号 I V、Q V のうち、ノイズ成分を相殺することができるため、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えることができる。一方、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器 20 a、20 b の積分値 I W、Q W の位相が変動するものの、積分値 I W、Q W の振幅は変動しない。相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値 ($I W^2 + Q W^2$) の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。

【0030】

そこで、同相型相関検出器の相関出力 ($I X^2 + Q X^2$) を、電力型相関検出器

の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (I X^2 + Q X^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力 $H D$ とを加算することにより、複合型相関出力を求めるため、周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた複合型相関出力を得ることができる。さらに、スクランブルコードの検出にあたり、複合型相関検出器を用いることにより、高精度のコード検出を行うことができる。

【 0 0 3 1 】

以下、図 5 の中の相関検出器 3 1 ～ 3 n の各々に対して、図 1 に示す複合型相関検出器を適用して、スクランブルコードを検出するシュミレーションをした例について図 2 を参照して説明する。図 2 中の横軸は、CDMA 通信端末の発振器と、基地局の発振器との周波数のずれ (p p m) を示し、縦軸は、スクランブルコードの検出確率を示す。本シュミレーションにおいては、静特性で、且つ、 E_b/M_0 (ノイズ特性) は -4 d b である。累積加算数としては、パイロット信号 (CPICH) の 1 0 シンボル (1 スロット) が採用されている。

【 0 0 3 2 】

なお、静特性とは、フェージング、ドップラーシフトが無く、ガウス雑音だけが存在する状態である。また、累積加算数は、平均回路 7 0 a、7 0 b、5 0 で平均処理にて用いられたシンボル数を示し、係数乗算器 1 0 0 の係数 K としては「1」が採用されている ($K=1$)。図 2 に示すように、約 0.1 p p m ～ 約 0.6 p p m の周波数のずれがあるときには、複合型相関器 (電力 + 同相) の方が、同相型相関検出器及び電力型相関検出器の双方に比べて、スクランブルコードの検出確率が高いことが分かる。

【 0 0 3 3 】

さらに、上記実施形態では、複合型相関検出器としては、図 1 に示すように、両逆拡散回路 1 0、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 2 0 a、2 0 b を採用した例について説明したが、これに限らず、図 3 に示すように、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 2 0 a としては、各々、同一の役割を果たすため、両ダウンサンプリング器 2 0 a のうち一方だけを採用し、両ダウンサンプリング器 2 0 b のうち一方だけを採用するようにしてもよい。これに加えて、両逆拡散回路 1 0 は、各々、同一の役割を果たすので、両逆拡散回路 1 0 のうち一方だけを採用

するようにしてもよい。以上により、図3に示す複合型相関検出器では、逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bを共通利用していることになるため、回路構成を簡素化できる。

【0034】

さらに、スクランブルコード等の各種相関検出の処理にあたり、図5に示すコード検出器3に代えて、図4に示すコード検出器3Aを採用して、デジタル信号 I_D 、 Q_D と、スクランブルコードの候補 $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq\}$ とを時分割的に相関検出を求めるようにしてもよい。すなわち、図4に示すように、1つの相関検出器400を採用して、相関検出器410に、スクランブルコードの候補を一種類毎に一定期間{例えば、10シンボル(1スロット)}を入力する。これにより、相関検出器3は、時分割で、スクランブルコードの候補を一種類毎に相関出力を求め、この求められた各相関出力は、メモリ420に記憶され、最大値判定420は、メモリ420から各相関出力を読み出し、図5に示す最大値判定器300と同様に、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出しその識別信号を出力する。

【0035】

さらに、上記実施形態では、逆拡散回路10の逆拡散信号 I_L 、 Q_L の電力情報として、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値 I_W 、 Q_W の電力値($I_W^2 + Q_W^2$)を採用した例について説明したが、これに限らず、積分値 I_W 、 Q_W の振幅 $(I_W^2 + Q_W^2)^{1/2}$ を採用し、所定シンボル数分における積分値 I_W 、 Q_W の振幅 $(I_W^2 + Q_W^2)^{1/2}$ の平均値を、相関検出HDとして求めるようにしてもよい。この場合、加算器90の加算値($I_X^2 + Q_X^2$)に代えて、平均値 I_X 、 Q_X の振幅 $(I_X^2 + Q_X^2)^{1/2}$ を採用するようにしておく。

【0036】

さらに、上記実施形態では、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との複合型相関出力を求めるにあたり、同相型相関検出器の相関出力($I_X^2 + Q_X^2$)を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (I_X^2 + Q_X^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算する例について説明したが、これに限らず、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検

出器の相関出力との双方に応じて、複合型相関出力を求めるのであれば、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方を何れの処理を成して求めるようにしてもよい。

【 0 0 3 7 】

例えば、複合型相関出力を求めるにあたり、電力型相関検出器の相関出力 HD を、同相型相関検出器の相関出力 $(IX^2 + QX^2)$ の補助信号として、相関出力 HD に係数を乗算し、その乗算結果を同相型相関検出器の相関出力 $(IX^2 + QX^2)$ に加算して、複合型相関出力を求めてもよい。

【 0 0 3 8 】

なお、本発明の実施にあたり、複合型相関器としては、CDMA通信端末、W-CDMA通信端末、若しくは、基地局等の各種相関検出の処理に適用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に係る一実施形態の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図 2】

上記複合型相関器を採用してスクランブルコードの検出を行うシュミレーションの結果を示す図である。

【図 3】

上記実施形態の変形例の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図 4】

コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図 5】

コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図 6】

電力型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図 7】

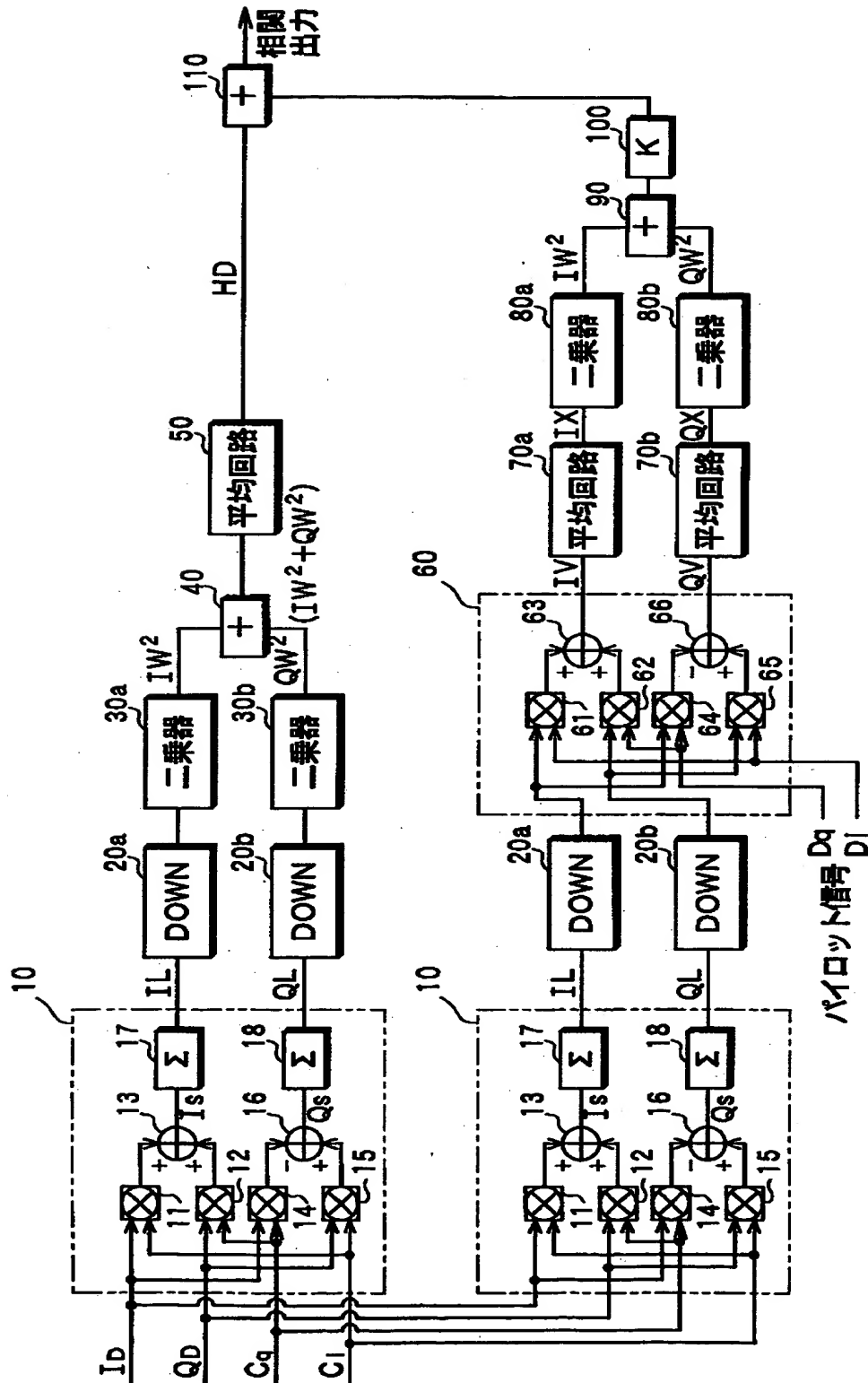
同相型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

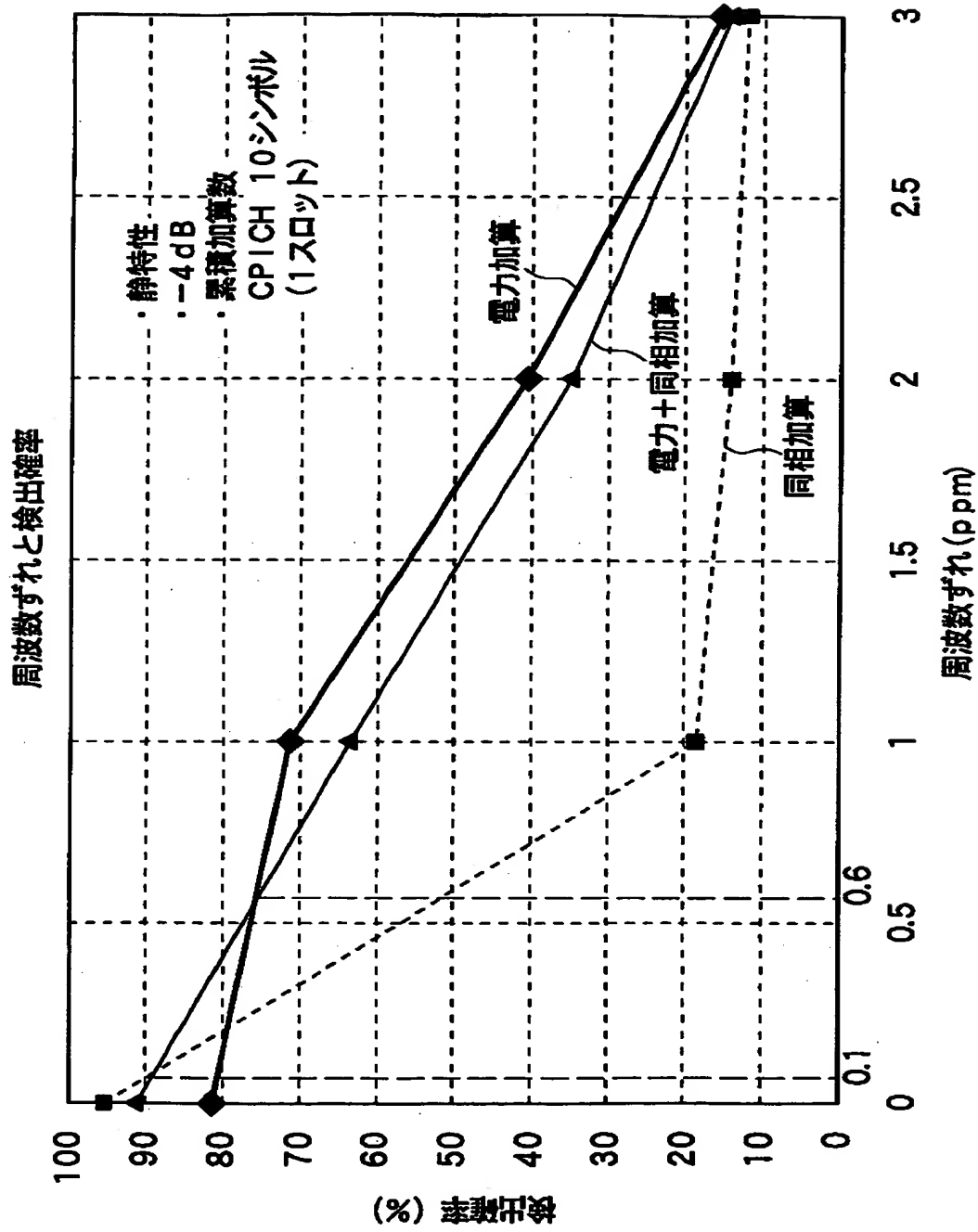
1 0 …逆拡散回路、4 0 …加算器、5 0 …平均回路、6 0 …複素共役乗算器、
7 0 a、7 0 b …平均回路、8 0 a、8 0 b …二乗器、9 0 …加算器、
1 0 0 …係数乗算器、1 1 0 …加算器。

【書類名】 図面

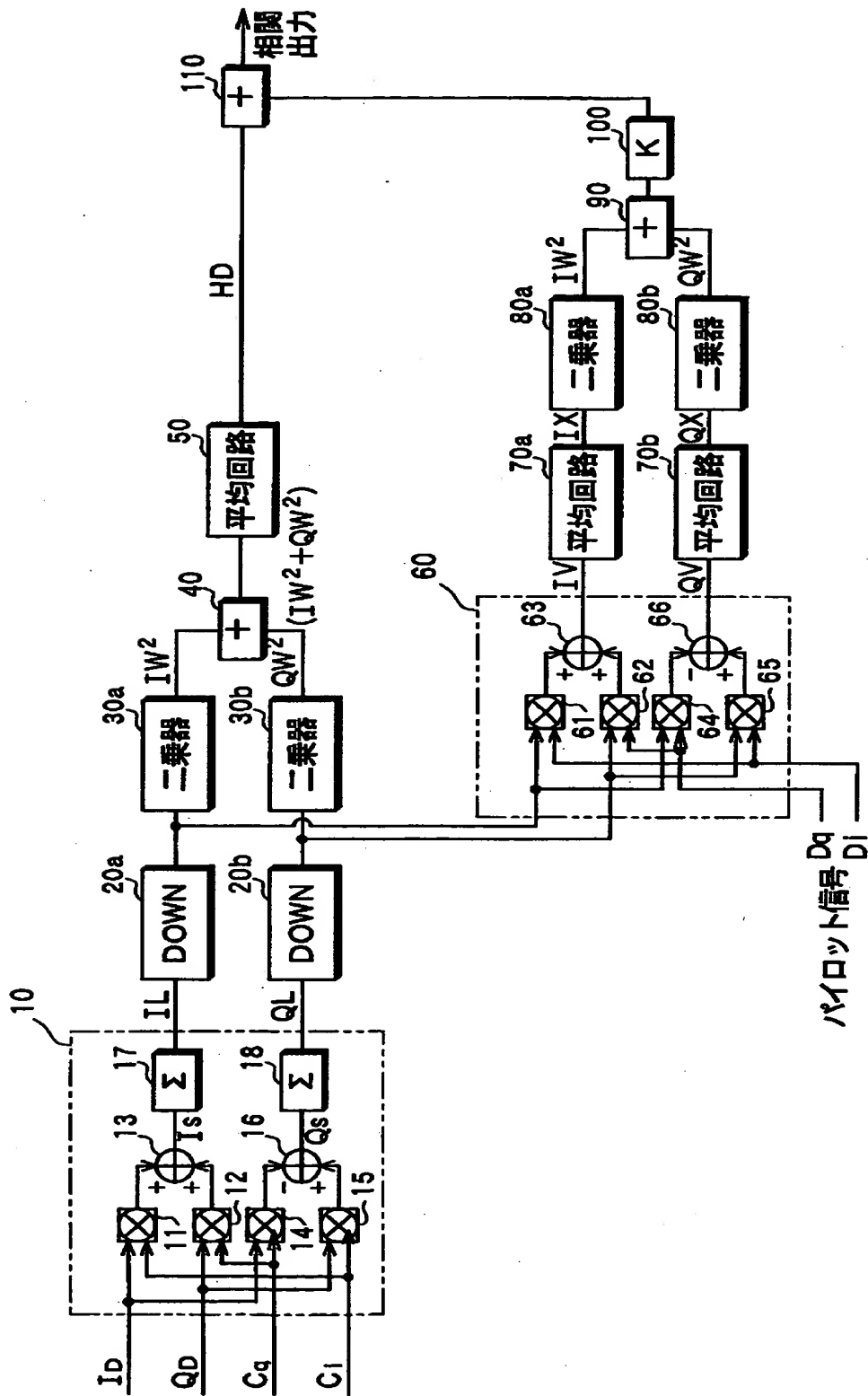
【図 1】



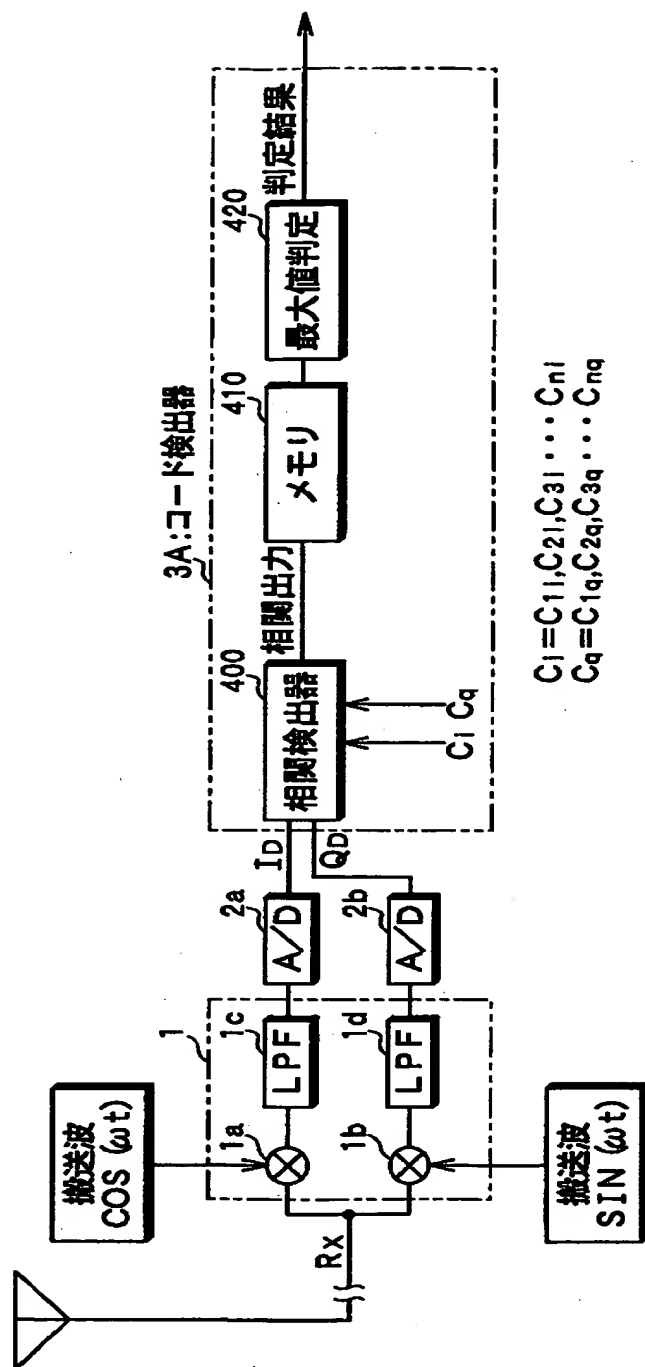
【図 2】



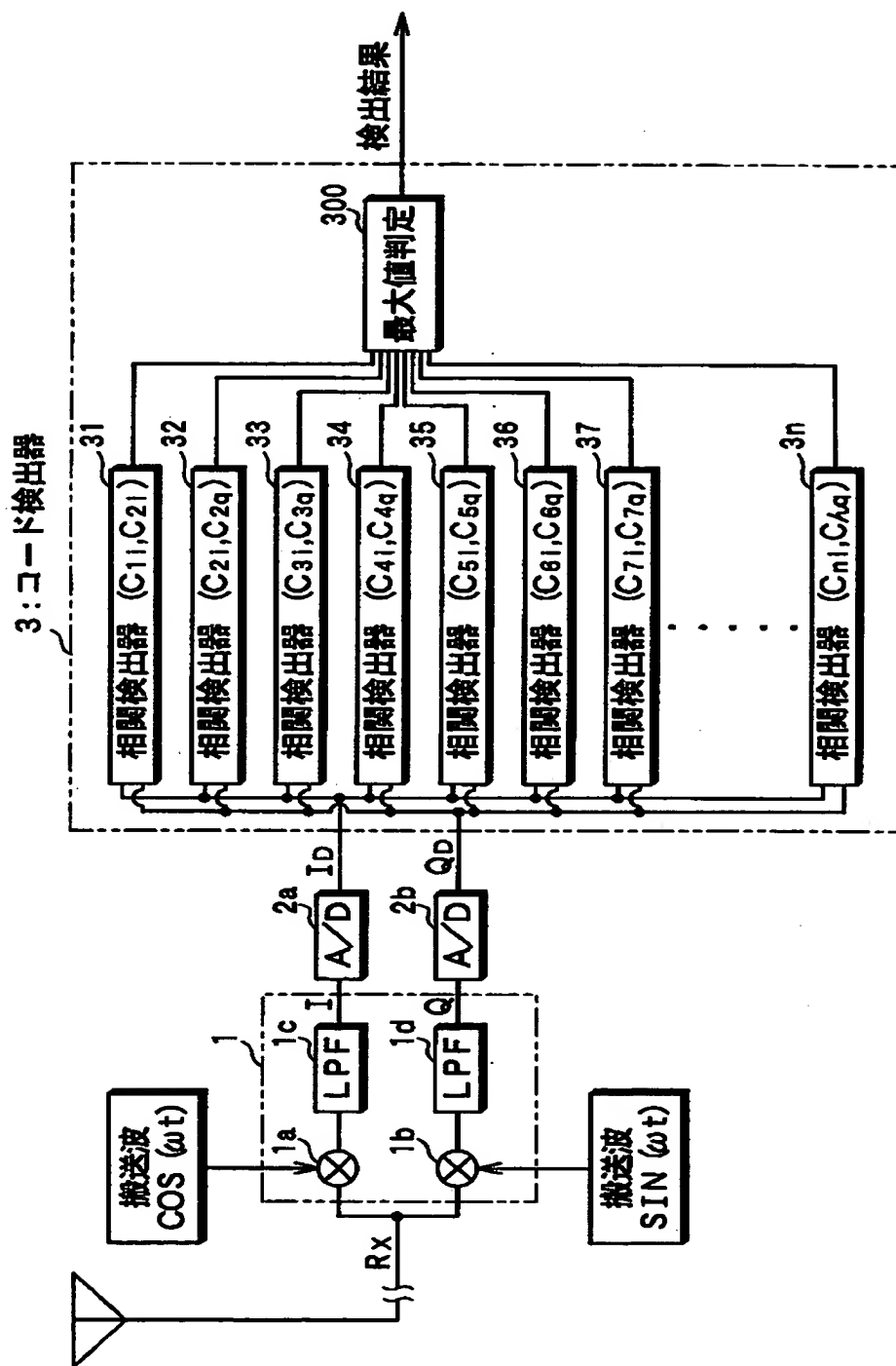
【図3】



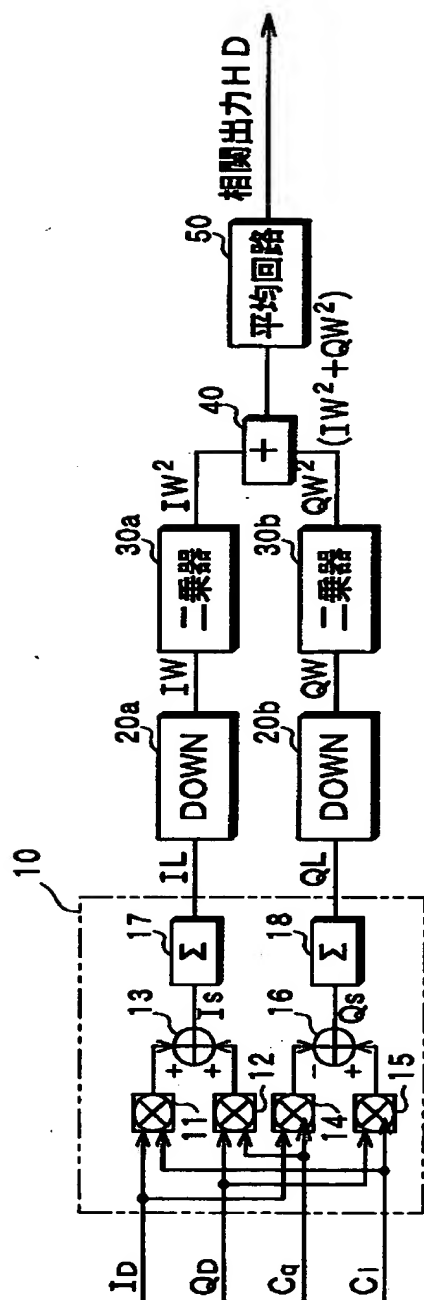
【図 4】



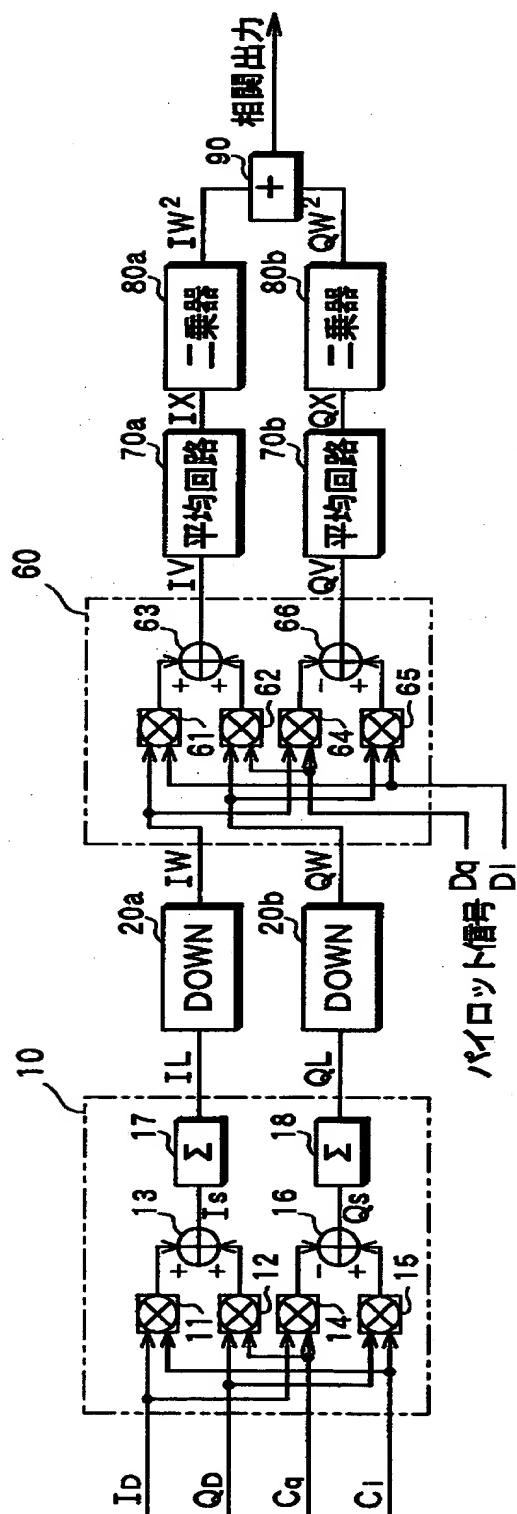
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた相関出力を得る。

【解決手段】 逆拡散回路10は、デジタル信号 I_D 、 Q_D を拡散符号 C_i 、 C_q によって逆拡散し、複素共役乗算器60は、乗算信号 I_V 、 Q_V を求め、平均回路70a、70bは、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定シンボルに亘りベクトル平均し、その電力値 $(I_X^2 + Q_X^2)$ が二乗器80a、80b及び加算器90によって、求められ、係数乗算器100によって乗算結果 $\{K \cdot (I_X^2 + Q_X^2)\}$ が求められる。二乗器30a、30bは、加算器40とともに、所定シンボル分の積分値 I_W 、 Q_W の電力値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を求め、平均回路50は、電力値の平均値 HD を求める。加算器110は、電力値の平均値 HD と乗算結果 $\{K \cdot (I_X^2 + Q_X^2)\}$ とを加算しその加算結果を相関出力として出力する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004695]

1. 変更年月日	1990年 8月 7日
[変更理由]	新規登録
住 所	愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地
氏 名	株式会社日本自動車部品総合研究所

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日	1996年10月 8日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
氏 名	株式会社デンソー